

print out

Patent/Publication No. 200400710

Title Mismatch compensation in an analogue I/Q separated OFDM receiver with frequency offset

Publication Date 2004/01/01

Application Date 2003/02/21

Application No. 092103653

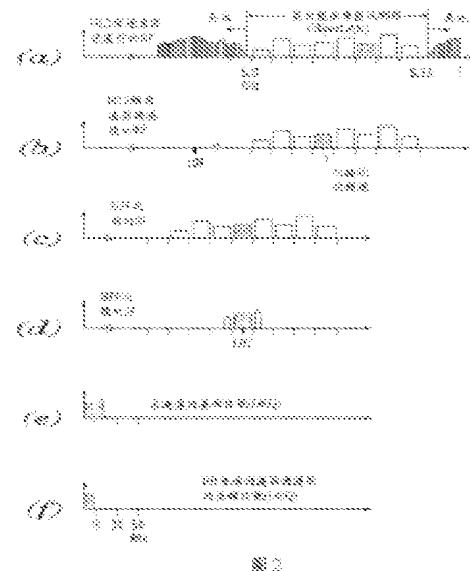
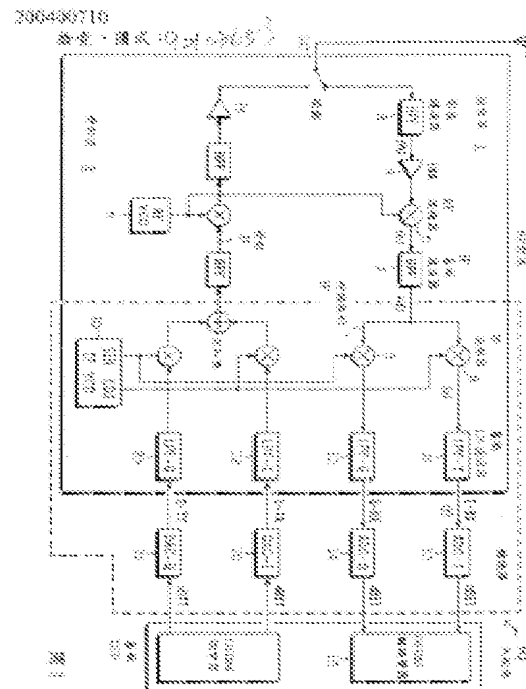
IPC **H04J-011/00;H04B-001/06**

Inventor CHAMPS, PAUL DE FR;
BOURZEIX, FRANCOIS FR;
SIMOENS, SEBASTIEN FR

Applicant MOTOROLA INC. US

Priority Number **2002/02/21 EP 20020290417**

Abstract A receiver for an orthogonal frequency division multiplex radio signal in which a carrier frequency is modulated by sub-carrier signals (S1) coded with data. Analogue signal processing means (3 to 12) produces base-band analogue signals (I-Rx, Q-Rx) in phase quadrature and analogue-to-digital converters (13, 14) convert the analogue signals to phase quadrature digital signals (XI(n), XQ(n)). The digital signal processor includes the OFDM demodulator (15) and mismatch compensation (17, 18) for combining each of the reproduced sub-carrier signals (RI) according to a mismatch



coefficient ($A(k)$) with another of the reproduced sub-carrier signals ($R-1$) whose sub-carrier frequency is symmetrical therewith and compensating for offset (Δf_c) of the reference frequency relative to the carrier frequency. The mismatch compensation (17, 18) combines each of the reproduced sub-carrier signals ($R1$) with a limited number of the reproduced sub-carrier signals ($R-1$, R_k) according to respective values of the mismatch coefficient ($A(k)$) and according to a respective frequency offset coefficient ($\lambda l, k$) that is a function of an estimated value of the offset (Δf_c) of the reference frequency relative to the carrier frequency. The mismatch of the I/Q channel components is compensated over a much wider range of offset frequencies as a result.

Individual

N

2004080710

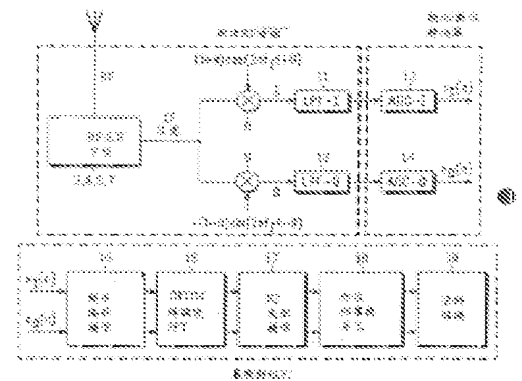
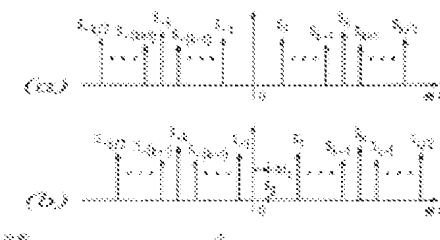


Fig. 3

Fig. 4



2004080710

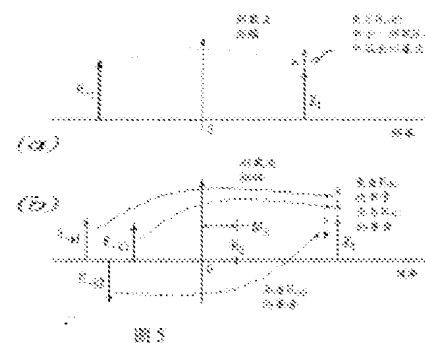
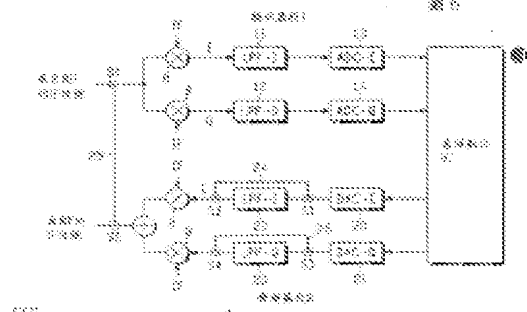


Fig. 5

Fig. 6



發明專利說明書

200400710

(本說明書格式、順序及粗體字，請勿任意更動，※記號部分請勿填寫)

※ 申請案號：92107653

※ 申請日期：※IPC 分類：92.2.21

H04J 11/60

壹、發明名稱：(中文/英文)

H04B 1/06

多工接收器之失配補償在具有頻率偏移之類比 I/Q 分離之正交分頻
MISMATCH COMPENSATION IN AN ANALOGUE I/Q
SEPARATED OFDM RECEIVER WITH FREQUENCY
OFFSET

貳、申請人：(共 1 人)

姓名或名稱：(中文/英文)

美商摩托羅拉公司

MOTOROLA INC.

代表人：(中文/英文)

強納森 E. 瑞斯基

JONATHAN E. RETSKY

住居所或營業所地址：(中文/英文)

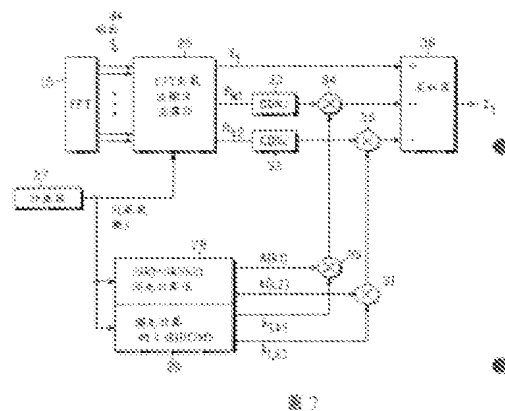
美國伊利諾州史堪伯市東阿崗崑路 1303 號

1303 E. ALGONQUIN ROAD, SCHAUMBURG, ILLINOIS
60196, U.S.A.

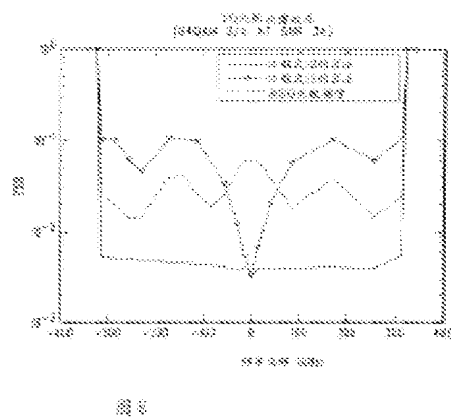
國籍：(中文/英文)

美國 U.S.A.

20200710



200-00710



552

參、發明人：(共 3 人)

姓 名：(中文/英文)

1.保羅 迪 錢普

PAUL DE CHAMPS

2.法藍柯 柏席克

FRANCOIS BOURZEIX

3.賽巴斯汀 西蒙斯

SEBASTIEN SIMOENS

住居所地址：(中文/英文)

1.法國費尼佛泰爾市契明維塞路 22 號

22 CHEMIN DE VESSY, 01210 FERNEY VOLTAIRE,
FRANCE

2.瑞士日內瓦市威明頓摩托羅拉公司

MOTOROLA INC, WILMINGTON, GENEVA,
SWITZERLAND

3.法國吉塞伊芙市拉奧美希爾路聖奧賓科技公園哥倫比亞大樓
91190 號摩托羅拉研究中心

MOTOROLA CENTRE DE RECHERCHE, PARC
TECHNOLOGIQUE, DE ST AUBIN, ROUTE DE
L'ARME, AU MERISIER, IMMEUBLE, COLUMBIA
91190, FRANCE

國 籍：(中文/英文)

1.2.3.均法國 FRANCE

肆、聲明事項：

☐ 本案係符合專利法第二十條第一項 ☐ 第一款但書或 ☐ 第二款但書規定之期間，其日期為： 年 月 日。

☒ 本案申請前已向下列國家（地區）申請專利：

1. 歐洲專利機構 2002 年 02 月 21 日 02290417.1

2.

3.

4.

5.

☒ 主張國際優先權(專利法第二十四條)：

【格式請依：受理國家（地區）；申請日；申請案號數 順序註記】

1. 歐洲專利機構 2002 年 02 月 21 日 02290417.1

2.

3.

4.

5.

☐ 主張國內優先權(專利法第二十五條之一)：

【格式請依：申請日；申請案號數 順序註記】

1.

2.

☐ 主張專利法第二十六條微生物：

☐ 國內微生物 【格式請依：寄存機構；日期；號碼 順序註記】

☐ 國外微生物 【格式請依：寄存國名；機構；日期；號碼 順序註記】

☐ 熟習該項技術者易於獲得，不須寄存。

伍、中文發明摘要：

本發明揭示一種正交分頻多工無線電信號接收器，其中一載波頻率係藉由經資料編碼的副載波信號(S_1)調變。類比信號處理構件(3至12)產生相位正交基頻類比信號(I-Rx、Q-Rx)，而類比至數位轉換器(13、14)則將該等類比信號轉換成相位正交數位信號($x_I(n)$ 、 $x_Q(n)$)。該數位信號處理器包括該等OFDM解調器(15)和失配補償構件(17、18)，該構件根據一失配係數($A(k)$)將重製的各副載波信號(R_I)與副載波頻率與之對稱的另一重製副載波信號(R_{-1})相結合，並補償參考頻率相對於該載波頻率之偏移(Δf_c)。該失配補償構件(17、18)根據失配係數($A(k)$)的各自數值及各自的頻率偏移係數($\lambda_{I,k}$)將各重製副載波信號(R_I)與有限個重製副載波信號(R_{-1} 、 R_k)相結合，該頻率偏移係數($\lambda_{I,k}$)為該參考頻率相對於該載波頻率之該偏移(Δf_c)的一估值函數。因此，I/Q頻道成分的失配在偏移頻率之寬甚多的範圍內得到補償。

陸、英文發明摘要：

A receiver for an orthogonal frequency division multiplex radio signal in which a carrier frequency is modulated by sub-carrier signals (S_i) coded with data. (Analogue signal processing means (3 to 12) produces base-band analogue signals (I-Rx, Q-Rx) in phase quadrature) and (analogue-to-digital converters (13, 14) convert the analogue signals to phase quadrature digital signals ($x_i(n)$, $x_q(n)$)). The digital signal processor includes the OFDM demodulator (15) and mismatch compensation (17, 18) for combining each of the reproduced sub-carrier signals (R_i) according to a mismatch coefficient ($A(k)$) with another of the reproduced sub-carrier signals (R_j) whose sub-carrier frequency is symmetrical therewith and compensating for offset (Δf_c) of the reference frequency relative to the carrier frequency. The mismatch compensation (17, 18) combines each of the reproduced sub-carrier signals (R_i) with a limited number of the reproduced sub-carrier signals (R_l, R_k) according to respective values of the mismatch coefficient ($A(k)$) and according to a respective frequency offset coefficient ($\lambda_{l, k}$) that is a function of an estimated value of the offset (Δf_c) of the reference frequency relative to the carrier frequency. The mismatch of the I/Q channel components is compensated over a much wider range of offset frequencies as a result.

柒、指定代表圖：

(一)本案指定代表圖為：第(5)圖。

(二)本代表圖之元件代表符號簡單說明：

捌、本案若有化學式時，請揭示最能顯示發明特徵的化學式：

玖、發明說明：

【發明所屬之技術領域】

本發明係關於一種具有頻率偏移補償的正交分頻多工(orthogonal frequency division multiplex; OFDM)接收器。在本文中，「接收器」指可接收無線電信號的裝置，而不論其是否也能發射一無線電信號。

【先前技術】

OFDM發射已廣泛應用。其應用範例包括數位視訊廣播(Digital Video Broadcast; DVB)、數位聲訊廣播(Digital Audio Broadcast; DAB)和無線寬頻發射標準，如IEEE 802.11a、ETSI/BRAN/Hiperlan2和ARIB/MMAC/HiSWAN。

OFDM發射器/接收器(「收發器」)包括一類比信號處理部分、射頻(radio frequency; RF)前端和一數位信號處理(digital signal processing; DSP)部分，後者也稱為基頻數位IC。在接收方向，RF前端的功能為將OFDM信號從RF頻率(如IEEE802.11a中的5 GHz)轉換成基頻，並產生該基頻信號的同相(I)和正交(Q)成分。之後，由DSP單元處理數位化的I和Q信號。有兩種基本結構用於產生I和Q數位信號：

- 第一種結構稱為數位I/Q產生，本發明未予利用。在數位I/Q產生中，RF信號被轉換成低中頻(intermediate frequency; IF)信號(例如，IEEE802.11a中的20 MHz)，並由一單一類比至數位轉換器(Analogue to Digital Converter; ADC)在較高頻率處(如IEEE802.11a中40 MHz以上)取樣。之後，由DSP單元處理該單一數位化

信號，該單元先數位化產生I和Q信號，然後對其進行處理。此種結構的一個缺點是能耗大，而且增加了DSP的複雜性。而且，許多I/Q補償技術僅處理在信號的整個頻率範圍保持恆定的失配，也只對窄頻信號效果較好。

- 第二種結構稱為類比I/Q產生。圖1為符合IEEE802.11a標準的收發器範例，其結構揭露於2001年6月20日申請的共同待審歐洲專利申請案N°EP 01401631.5中，圖2為該接收器各階段操作中的信號。

如圖1和2所示，類比I/Q接收器可包括一第一向下轉換級，其將RF信號轉換成中頻信號。但是，該等接收器也可將RF信號直接向下轉換至基頻。

圖1和2所示的收發器包括一類比I/Q接收器區段1和一發射器區段2。在該類比接收器區段1內，該RF信號先經一帶通濾波器3過濾，然後在一低雜訊放大器4中放大，再藉由在一混頻器5內與一RF信號混合而向下轉換至中頻，該RF信號由電壓控制振盪器6在本地產生，且經帶通濾波器7濾波。之後，該IF信號在兩個混頻器8和9中與一電壓控制振盪器10所產生的兩個正弦波混合，以產生基頻I和Q信號，上述兩個正弦波IF頻率相同，相位差為90度。該等I和Q信號分別由低通濾波器11和12過濾。然後，分別由類比至數位轉換器13和14將其數位化，再由OFDM解調器15解調。該等二ADC一般按至少比數位I/Q接收器低二分之一的頻率計時，與採用數位I/Q產生的接收器相比，減少了電路面積和

功率消耗，還簡化了基頻數位IC。

然而，已發現類比I/Q產生比數位I/Q產生更難實施，因為避免信號損失(例如，尤其是副載波之間的串音)需要在I和Q信號路徑之間具有高品質匹配。I/Q信號的類比處理對失配很敏感。此種失配源於I和Q信號路徑中主動和被動元件之數值和特性的輕微差異，即使在設計系統和/或電路時十分小心地以對稱方式設計和佈置該等元件。若考慮熱漂移效果，則失配愈加明顯。

本發明可減少信號損失，而在I和Q信號路徑之間無需此種高品質匹配。整個解決方案結合了高品質信號和低能耗、小電路面積的優點。

【發明內容】

如隨附的申請專利範圍所述，本發明提供一種正交分頻多工無線電信號接收器。

【實施方式】

我們於2001年6月20日申請的共同待審歐洲專利申請案N°EP 01401631.5說明瞭實施類比I/Q產生的OFDM發射器或接收器之I及Q路徑失配補償的一種數位方法。圖1和2(取自我們的共同待審歐洲專利申請案)為一具有I/Q失配源極的OFDM收發器系統和接收器中的類比信號(在具有IF頻率的結構中)。

若發射器和接收器的載波頻率之間沒有偏移，或偏移可忽略，則上述共同待審歐洲專利申請案中所說明的方法可補償OFDM接收器中的I/Q失配。但是，若載波頻率的偏移

增大，則資料發射品質就會迅速下降(即錯誤位元率升高)，因而有必要實施一不同的補償方法。

圖3所示的本發明之具體實施例適用於實施類比I/Q產生的任何OFDM接收器，不論其是否符合無線寬頻發射標準，如上述IEEE 802.11a、ETSI/BRAN/Hiperlan2和ARIB/MMAC/HiSWAN標準。在本發明之該具體實施例中，利用OFDM信號之特殊特性，I和Q失配於OFDM接收器的數位信號處理器(digital signal processor; DSP)部分獲得補償。該補償大幅減少了信號損失，但幾乎未增加DSP的複雜性。整個解決方案結合了高品質信號和低能耗、小電路面積的優點。

圖3為圖1所示的類比I/Q接收器之處理區段的方塊圖，同類參考符號用於指示同類元件。圖3的上部代表RF前端，下部代表DSP的處理區段。

來自ADC 13和14兩個數位信號 $x_I(n)$ 和 $x_Q(n)$ 被發射到DSP，後者實施下述功能：

- 與大多數OFDM系統一樣，接收器(及發射器)從其自身的晶體(圖中未顯示)內部產生其時脈信號。在發射資料時，該接收器乃標稱調頻至與發射器同樣的頻道，從中接收信號，但通常會出現一等於發射器和接收器載波中心頻率差的頻率偏移。數位I和Q信號進入DSP後，該載波頻率偏移即在時域由一頻率偏移補償電路16予以補償。

- OFDM解調器15執行快速傅立葉轉換(Fourier transform; FFT)，將時域信號轉換成頻域信號，並恢復所

發射的副載波。

- 一 I/Q 失配補償方塊 17 移除副載波之間的串音，其係由 I 和 Q 頻道類比組件之間的失配所產生，尤其由 IF 混頻器、低通濾波器和類比至數位轉換器所產生。下文將更詳細地說明該 I/Q 失配補償方法。

- 之後，該等信號傳遞至一相位偏移補償和等化電路 18。

- 最後，在一電路 19 中，從已補償的副載波中解碼資料。

在 OFDM 接收器的操作中，若從 IF 轉換到基頻後沒有補償，I 和 Q 頻道類比成分之間的失配即產生副載波串音。串音會提高資料發射的錯誤率。現在將以等式說明該串音，然後將分析移除該串音以改善資料發射品質的方法。

在時域中，一 OFDM 信號為 K 個正弦波形之和，即載送欲發射資料的副載波之和。各副載波的振幅和相位由複合因素 S_k 所代表，其中 $k = [-K/2, -1, \dots, +1, +K/2]$ 。

該 OFDM 在向上轉換至中心載波頻率 f_c 後發射。之後，各副載波按頻率 $f_c + kf_s/N$ 發射，其中 N 為 OFDM 調變所用的反轉快速傅立葉轉換 (inverse fast Fourier transform; IFFT) 的尺寸， f_s 為取樣頻率。發射器天線上的信號由以下等式代表：

$$x(t) = \operatorname{Re} \left(\sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} S_k e^{(j2\pi(f_c + \frac{k}{N}f_s)t)} \right) \dots\dots\dots \text{等式 1}$$

若無圖 4 上部分所示的載波頻率偏移，則在接收器中向下轉換至基頻後，副載波係對稱地置於 DC 頻率周圍。如圖 4

的下部分所示，若發射器和接收器之間存在載波頻率偏移 Δf_c ，則副載波偏移 Δf_c 。

在使用類比 I/Q 產生的接收器系統中，基本路徑失配源於類比部分的不完善。假設 G_k 為 I 和 Q 路徑的共同增益， α_k 和 θ_k 分別為低通濾波器和 A/D 轉換器的振幅失配和相位失配，則它們均為副載波 k 頻率的函數。IF 混頻器具有獨立於副載波頻率的振幅失配 α 和相位失配 θ 。因此，接收器 A/D 轉換器輸出的 I 和 Q 樣本可模擬如下：

$$x_I(n) = \text{Re} \left[\sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} (1+\alpha)(1+\alpha_k) e^{j(\theta+\theta_k)} G_k S_k e^{j2\pi \frac{n.k}{N}} e^{j(2\pi \frac{\Delta f_c}{f_s} n + \varphi_0)} \right]$$

$$x_Q(n) = \text{Im} \left[\sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} (1-\alpha)(1-\alpha_k) e^{-j(\theta+\theta_k)} G_k S_k e^{j2\pi \frac{n.k}{N}} e^{j(2\pi \frac{\Delta f_c}{f_s} n + \varphi_0)} \right]$$

α 和 α_k 均視為小於 1。因而，對於副載波 k ，可由 a_k 代表整個振幅失配，由 ϕ_k 代表整個相位失配，且 $a_k = \alpha + \alpha_k$ ， $\phi_k = \theta + \theta_k$ 。則接收器 A/D 轉換器輸出的 I 和 Q 樣本可說明如下：

$$x_I(n) = \text{Re} \left[\sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} (1+a_k) e^{j\phi_k} G_k S_k e^{j2\pi \frac{n.k}{N}} e^{j(2\pi \frac{\Delta f_c}{f_s} n + \varphi_0)} \right] \dots\dots\dots \text{等式 2}$$

$$x_Q(n) = \text{Im} \left[\sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} (1-a_k) e^{-j\phi_k} G_k S_k e^{j2\pi \frac{n.k}{N}} e^{j(2\pi \frac{\Delta f_c}{f_s} n + \varphi_0)} \right] \dots\dots\dots \text{等式 3}$$

其中， $n = -E \dots -1, 0, 1 \dots N-1$ ， E 為週期延伸的長度， φ_0 為第一個樣本的相位偏移。

頻率偏移補償前的複合信號為：

$$x(n) = x_I(n) + jx_Q(n) = \sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} (I_k \underline{G}_k S_k C_n + J_k \overline{G}_{-k} \overline{S}_{-k} \overline{C}_n) e^{j2\pi \frac{n.k}{N}} \quad \dots\dots\dots \text{等式 4}$$

$$I_k = \cos(\phi_k) - j.a_k \sin(\phi_k), J_k = a_k \cdot \cos(\phi_k) + j.\sin(\phi_k) \text{ \& } C_n = e^{j(2\pi \frac{\Delta f_c}{f_s} n + \varphi_0)}$$

偏移頻率補償在時域實施，由 $e^{-j(2\pi \frac{\Delta f_c}{f_s} n + \varphi_1)}$ 乘以所接收的樣本得出，其中 $n=0,1\dots N-1$ 。

解調變由快速傅立葉轉換在有用樣本上執行。所接收的副載波 R_l 用以下等式說明：

$$R_l = I_l G_l S_l e^{j(\varphi_0 - \varphi_1)} + e^{-j(\varphi_0 - \varphi_1)} \sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} \lambda_{l,k} \frac{J_k}{I_k} \overline{I}_{-k} \overline{G}_{-k} \overline{S}_{-k} \quad \dots\dots\dots \text{等式 5}$$

$$\lambda_{l,k} = \frac{1}{N} e^{j\pi(N-1)\left(\frac{k-l}{N} - 2\frac{\Delta f_c}{f_s}\right)} \frac{\sin\left(\pi N\left(\frac{k-l}{N} - 2\frac{\Delta f_c}{f_s}\right)\right)}{\sin\left(\pi\left(\frac{k-l}{N} - 2\frac{\Delta f_c}{f_s}\right)\right)} \quad \dots\dots\dots \text{等式 6}$$

及

等式 5 顯示，所收到的各副載波 R_l 為所發射副載波 S_l 乘以係數 I_l 和頻道增益 G_l 再加上串音(右項)之和，後者取決於所有其他副載波。

因為相位 φ_1 為已知，為簡化可將其設為零。而且，已知時脈頻率偏移對頻域符號的影響為副載波 k 的一相位旋轉，該相位取決於該副載波的頻率，由 $\phi_{VPE}(k)$ 表示。可證實，存在 I/Q 不均衡、載波和時脈頻率偏移時，等式 5 修改如下：

$$R_I = I_I G_I S_I e^{j\varphi_0} e^{j\phi_{VPE}(k)} + \sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} \lambda_{I,k} \frac{J_k}{I_k} e^{j\varphi_0} e^{j\phi_{VPE}(-k)} \overline{I_{-k}} \overline{G_{-k}} \overline{S_{-k}} \quad \dots\dots\dots \text{等式 7}$$

在本發明的該具體實施例中，上述等式中的 I/Q 失配按如下方式補償。

根據等式 7，並假設與左項相比，串音項保持較小，則從所接收的信號中減去該串音即可實施補償。之後，經修正的信號 Z_I 以如下等式表示：

$$Z_I = R_I - \sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} \lambda_{I,k} \frac{J_k}{I_k} \overline{R_{-k}} = R_I - \sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} \lambda_{I,k} A_k \overline{R_{-k}} \quad \dots\dots\dots \text{等式 8}$$

$$\text{及 } S_I = \frac{Z_I e^{-j\phi_{VPE}(k)}}{I_I G_I} \quad \dots\dots\dots \text{等式 9}$$

其中 R_I 為所接收的信號， S_I 為原來所發射的信號。如等式 9 所示，對 Z_I 實施相移 $-\phi_{VPE}$ 並除以 $I_I G_I$ 後，可恢復所發射的副載波 S_I 。基頻數位 IC 之 I/Q 失配補償方塊 17 之後的電路 18 的相位補償和等化數位處理實施該等計算。

若假設振幅和相位失配 a_k 和 ϕ_k 均小於 1， I_k 中的第二項即可忽略，且比值 J_k/I_k 可簡化如下：

$$I_k = \cos(\phi_k) - j.a_k \sin(\phi_k) \approx \cos(\phi_k), \frac{J_k}{I_k} = \frac{a_k \cdot \cos(\phi_k) + j \cdot \sin(\phi_k)}{\cos(\phi_k)}$$

$$\Rightarrow A_k = \frac{J_k}{I_k} = a_k + j \cdot \tan(\phi_k)$$

經修正的信號 Z_I 可重新表示如下：

$$Z_l = R_l - \sum_{k=-\frac{K}{2}}^{\frac{K}{2}} \lambda_{l,k} (a_k + j \cdot \tan(\phi_k)) \bar{R}_{-k} \dots\dots\dots \text{等式 10}$$

當有可忽略的載波頻率偏移 ($\Delta f_c \approx 0$) 時，對於 k 等於 l ，係數 $\lambda_{l,k}$ 等於 1，否則等於 0。然後，可簡化等式 8，獲得與上述共同待審歐洲專利申請案 N°EP 01401631.5 所說明的接收器相同的補償：

$$Z_k = R_k - (a_k + j \cdot \tan(\phi_k)) \bar{R}_{-k} \dots\dots\dots \text{等式 11}$$

複合項 A_k 或簡化項 a_k 和 $\tan(\phi_k)$ 均稱為 I/Q 失配係數，於校正程序中計算；現有各種校正程序，以下將說明一合適的校正程序。

如圖 5 的上部分所示，藉由移除單一對稱副載波在沒有載波頻率偏移時產生的串音，所接收的各副載波可獲得 I/Q 失配補償。

若載波頻率偏移增大，所有其他副載波都將產生串音。但是，因為當 $|x|$ 增加時函數 $|\sin(\pi N \cdot x) / \sin(\pi x)|$ 迅速下降，隨著 $\left| \frac{k-l}{N} - 2 \frac{\Delta f_c}{f_s} \right|$ 值的增加， $|\lambda_{l,k}|$ 也迅速下降。模擬實驗已顯示，在藉由僅補償有限個副載波的串音而降低補償複雜性的同時，可獲得足夠的補償。例如，在某些情況下，(Hiperlan 2 中 64 中的) 三個或甚至兩個副載波就已足夠。

如圖 5 的下部分所示，從其他副載波的選定數目 k 中計算欲從所接收的各副載波中減去的串音，上述其他副載波具有 $\lambda_{l,k}$ 的最高值 (參見等式 6)，其對應的 $N \left| \frac{k-l}{N} - 2 \frac{\Delta f_c}{f_s} \right|$ 小於所選

的一最大值。例如，可選擇標準值 $N \left| \frac{k-l}{N} - 2 \frac{\Delta f_c}{f_s} \right| \leq 2$ 。

則修正信號 Z_l 變成：

$$Z_l = R_l - \sum_k \lambda_{l,k} (a_k + j \cdot \tan(\phi_k)) \bar{R}_{-k}, \quad N \left| \frac{k-l}{N} - 2 \frac{\Delta f_c}{f_s} \right| \leq \text{最大值} \dots \dots \dots \text{等式 12}$$

校正程序用於對實施 I/Q 失配補償的每個副載波 k 計算失配係數 a_k 和 $\tan(\phi_k)$ 。在系統通電後，最好僅執行一次該校正程序，且在正常資料發射前執行，以免使正常操作的負擔增加。根據 RF 前端各組件之類比分失配的實際數值可修改該校正方法。以下說明的校正方法與我們的共同待審歐洲專利申請案 N°EP 01401631.5 中所說明的方法類似。

圖 6 舉例說明可校正 I 和 Q 路徑的 OFDM 收發器之較佳組態。除接收器區段外，收發器還包括一發射器區段，其包括數位至類比轉換器 (digital-to-analogue converters ; DAC) 20 和 21，通常用於將數位 I 和 Q 發射信號從基頻 DSP 轉換成類比 I 和 Q 信號，發射器區段還包括發射器低通濾波器 22 和 23，用於分別過濾 I 和 Q 發射類比信號，另外還包括 IF 混頻器 8' 和 9'，用於將所發射的信號從基頻轉換至中頻。在收發器操作的校正模式中，該基頻 DSP 產生兩個串列信號 S_{t1} 及 S_{t2} ，其藉由 I 和 Q 校正路徑 24、25 和 25' (圖 6 中的粗線所示) 傳送，該等路徑不同於通常的資料信號路徑，係使用開關 S1、S2、S3、S4、S5 和 S6 建立。若發射器 DAC 20 和 21 與 IF 混頻器 8' 和 9' 匹配良好，則該結構足以串聯接收器。但是，如我們的共同待審歐洲專利申請案 N°EP 01401631.5 所說明者，最好提供進一步的校正路徑 (圖中未顯示)，週期性反轉

I和Q串列信號 S_{t1} 和 S_{t2} 的路徑，以補償發射器DAC 20和21與IF混頻器8'和9'的殘餘失配。

第一串列信號 S_{t1} 用於測量負副載波($k=-1$ 至 $-K/2$)的串音係數。 S_{t1} 為由至少一個符號構成的時域信號。其既可儲存為一組時域樣本，也可由OFDM調變複數個所儲存的頻域成分 $D_k=B_k e^{jP_k}$ 而獲得，該頻域成分映射於頻率為 $(f_c+k f_s/N)$ 的副載波。在一項較佳具體實施例中， S_{t1} 包括一單一OFDM符號，其對應於 $K/2$ 非零成分 D_1 到 $D_{K/2}$ 的調變，使得對於從1至 $K/2$ 的所有 k ， $B_k=1$ ， $P_k=0$ ，因而 $D_k=1$ 。

在插入週期延伸後即可獲得I和Q成分，就本發明之該具體實施例而言，所獲得的I和Q成分用於串聯接收路徑(雖然其也可用於串聯發射路徑)。藉由以下複雜運算可獲得上述對應於副載波 k 和 $-k$ 的FFT輸出 R_k 和 R_{-k} ，以及副載波 $-k$ 的串音係數 a_{-k} 和 $\tan(\phi_{-k})$ ：

$$a_{-k} = \Re\left(\frac{R_{-k}}{R_k^*}\right) \text{ and } \tan(\phi_{-k}) = \Im\left(\frac{R_{-k}}{R_k^*}\right) \text{ 其中 } k=1 \text{ 至 } K/2, \text{ 星號 } * \text{ 表示共軛複數。}$$

第二串列信號 S_{t2} 用於測量正副載波($k=1$ 至 $K/2$)的串音係數。 S_{t2} 包括一單一OFDM符號，其對應於 $K/2$ 非零成分 D_1 至 $D_{K/2}$ 的調變，使得對於從 -1 至 $-K/2$ 的所有 k ， $B_{-k}=1$ ， $P_{-k}=0$ ，因而 $D_{-k}=1$ 。使用與第一串列信號同樣的方式，副載波 k 的串音係數 a_k 和 $\tan(\phi_k)$ 由以下複雜運算得出：

$$a_k = \Re\left(\frac{R_k}{R_{-k}^*}\right) \text{ 和 } \tan(\phi_k) = \Im\left(\frac{R_k}{R_{-k}^*}\right) \text{ 其中, } k=1 \text{ 至 } K/2。$$

圖7顯示選定最大值1的一項較佳補償實施方案。在此種

情形下，從指數I的各副載波中移除僅來自2個副載波的干擾，不過應明白，該實施方案可輕易延伸至更多副載波之串音補償。因為已知頻率偏移和選定的最大值，故可對各I值直接計算該等副載波指數 k_1 和 k_2 。

更詳細而言，按一計數器27的計算，由一選擇電路26對指數I的各值選定OFDM解調變FFT電路17的指數I、 k_1 和 k_2 的副載波數量。在該較佳具體實施例中，數值 $\lambda_{1,k1}$ 和 $\lambda_{1,k2}$ (參見等式6)已預先計算並儲存於指數I和頻率偏移的查詢表28中，不過也可在需要時直接計算。複數 $A(k)=J_k/I_k=a_k+j\tan(\phi_k)$ 也已在校正相位時算出，並儲存於另一查詢表29中。然後，對於指數I的各FFT副載波輸出，在一乘法器30中，實施 $\lambda_{1,k1}$ 乘以 A_{k1} 的複數乘法，在乘法器31中，實施 $\lambda_{1,k2}$ 乘以 A_{k2} 的複數乘法。在電路32和33中實施 R_{k1} 和 R_{k2} 的共軛複數，結果在乘法器34和35中分別乘以乘法器30和31的輸出值。在一求和電路36中，從 R_1 減去兩個複數項 R_{k1} 和 R_{k2} ，以獲得經補償的符號 Z_1 。

每個符號的運算次數取決於選定的最大值，但是，所產生的複雜性一般較其他方塊(如FFT 15)小，且在任何情況下都較數位I/Q產生的複雜性小甚多。

為評估本發明之上述具體實施例的I/Q失配補償效果，在一Hiperlan 2模擬器上實施封包錯誤率(packet error rate; PER)模擬，該模擬器的載波頻率偏移範圍為310 kHz至+310 kHz，比ETSI規格寬(在發射器和接收器時脈之間為40 PPM，對應於5 GHz頻道中心頻率之+/-200 kHz偏移)。

圖 8 顯示實施等式 12(最大值等於 1)所說明之 I/Q 失配補償演算法的模擬結果。為進行比較，該圖還顯示未實施 I/Q 失配補償的模擬結果和實施等式 11 所說明之演算法的模擬結果。

應注意，若載波頻率偏移接近於零，則等式 12 所說明的演算法和等式 11 所說明的演算法產生相同的資料發射改善，而 PER 大幅低於無 I/Q 失配補償時的水平。

但是，若載波頻率偏移增大(超過幾十 kHz)，則等式 12 所說明之演算法的資料發射品質就較等式 11 所說明的演算法好甚多。若頻率偏移超過 70 kHz，則可看出，與完全無 I/Q 失配補償的情形相比，等式 11 所說明之演算法甚至會降低資料發射品質。這是因為，該補償方法採用單一對稱副載波以計算欲從所接收的副載波中移除的串音，即使該串音實為若干其他副載波所產生。

【圖式簡單說明】

圖 1 為包含一 OFDM 接收器的收發器示意圖。

圖 2 為出現於圖 1 之接收器中不同點的信號典型頻率分佈符號圖。

圖 3 為一方塊圖，顯示根據本發明之一項具體實施例併入圖 1 之接收器的補償電路。

圖 4 為在沒有和有頻率偏移的情形下，沒有補償電路之圖 1 接收器操作中的基頻副載波典型頻率分佈符號圖。

圖 5 為與圖 4 類似的符號圖，顯示在沒有和有頻率偏移的情形下，圖 1 接收器之操作中的 I/Q 失配串音。

圖 6 為圖 3 之接收器的校正組態示意圖。

圖 7 為一示意圖，顯示根據本發明之一項較佳具體實施例的圖 3 接收器的補償電路。

圖 8 為一符號圖，顯示作為不同補償組態之頻率偏移函數的模擬封包錯誤率。

【圖式代表符號說明】

- 2 發射器區段
- 3 帶通濾波器
- 4 低雜訊放大器
- 6 控制電壓振盪器
- 7 帶通濾波器
- 8 混頻器
- 9 混頻器
- 10 控制電壓振盪器
- 11 低通濾波器
- 12 低通濾波器
- 13 類比至數位轉換器
- 14 類比至數位轉換器
- 15 OFDM解調器
- 20 數位至類比轉換器
- 21 數位至類比轉換器
- 22 低通濾波器
- 23 低通濾波器
- 5 混頻器

- 16 頻率偏移補償電路
- 17 I/Q失配補償區方塊
- 18 等化電路
- 19 電路
- 24 校正路徑
- 25 校正路徑
- 8' IF混頻器
- 9' IF混頻器
- 25' 校正路徑
- 26 選擇電路
- 27 計數器
- 28 查詢表
- 29 查詢表
- 30 乘法器
- 31 乘法器
- 32 電路
- 33 電路
- 34 乘法器
- 35 乘法器
- 36 求和電路

拾、申請專利範圍：

1. 一種正交分頻多工無線電信號接收器，其中一載波頻率係藉由經資料編碼的副載波信號(S_I)調變，該接收器包括：類比信號處理構件(3至12)，用於將所接收的一射頻信號與至少一參考頻率信號相結合，並產生相位正交類比信號(I-Rx、Q-Rx)，其頻率為該射頻信號與該參考頻率信號之頻率差的函數；類比至數位轉換器構件(13、14)，用於將該等類比信號轉換成相位正交數位信號($x_I(n)$ 、 $x_Q(n)$)；以及數位信號處理構件，其包含重製該等副載波信號的解調變構件(15)；失配補償構件(17、18)，用於根據一失配係數($A(k)$)將該等重製副載波信號(R_I)中的各信號與該等重製副載波信號(R_{-I})中副載波頻率與其對稱的另一信號相結合，並補償該參考頻率相對於該載波頻率的偏移(Δf_C)；以及解碼構件(19)，用於從所重製和補償的副載波信號恢復資料，

其特徵為，該補償構件(17、18)係配置以根據該失配係數($A(k)$)的各自數值及一各自的頻率偏移係數($\lambda_{I,k}$)，將該等重製副載波信號(R_I)中的各信號與複數個該等重製副載波信號(R_{-I} 、 R_k)相結合，該頻率偏移係數($\lambda_{I,k}$)為該參考頻率相對於該載波頻率之該偏移(Δf_C)的一估測值之函數。

2. 如申請專利範圍第1項之接收器，其中該補償構件(17、18)係配置以將該等重製副載波信號(R_I)中的各信號僅與有限個該等重製副載波信號(R_{-I} 、 R_k)相結合。
3. 如申請專利範圍第1或2項之接收器，其中該補償構件(17、

18)係配置以將該等重製副載波信號(R_l)中的各信號僅與一判定參數 $N \left| \frac{k-l}{N} - 2 \frac{\Delta f_c}{f_s} \right|$ 係小於一臨界值之該等重製副載波信號(R_l 、 R_k)相結合，其中 N 為用於OFDM調變的副載波數目， l 為受補償的副載波(R_l)之指數， k 為用於補償的串音副載波(R_k)的指數， Δf_c 為該參考頻率相對於該載波頻率的偏移， f_s 為用於該OFDM調變的取樣頻率。

4. 如前述申請專利範圍中任一項之接收器，其中該臨界值至少約等於2。
5. 如前述申請專利範圍中任一項之接收器，其中該臨界值使該等重製副載波信號(R_l)中的各信號與2及4個之間的該等重製副載波信號(R_k)相結合。
6. 如前述申請專利範圍中任一項之接收器，其中該等頻率偏移係數($\lambda_{l,k}$)至少大致滿足以下關係

$$\lambda_{l,k} = \frac{1}{N} e^{j\pi(N-1) \left(\frac{k-l}{N} - 2 \frac{\Delta f_c}{f_s} \right)} \frac{\sin \left(\pi N \left(\frac{k-l}{N} - 2 \frac{\Delta f_c}{f_s} \right) \right)}{\sin \left(\pi \left(\frac{k-l}{N} - 2 \frac{\Delta f_c}{f_s} \right) \right)}$$

其中 N 為用於該OFDM調變的副載波數目， l 為受補償的副載波(R_l)之指數， k 為用於補償的串音副載波(R_k)之指數， Δf_c 為該參考頻率相對於該載波頻率的偏移，而 f_s 為用於該OFDM調變的取樣頻率。

7. 如前述申請專利範圍中任一項之接收器，其中該補償構件(17、18)包括：共軛構件(32、33)，用於產生該等複數個重製副載波信號(R_k)的一共軛複數值(\bar{R}_k)；以及乘法構件

- (30、31、34、35)，用於以一補償值乘以該共軛複數值($\bar{R}_{.k}$)，該補償值為該頻率偏移係數($\lambda_{I,k}$)的一函數。
8. 如前述申請專利範圍中任一項之接收器，其中該補償值係配置為該失配係數($A(k)$)及該頻率偏移係數($\lambda_{I,k}$)的一函數。
9. 如前述申請專利範圍中任一項之接收器，其中該失配係數($A(k)$)係配置為至少約等於 $a_k + j \tan(\phi_k)$ ，其中 a_k 為振幅失配， ϕ_k 為相位失配，二者均由該等類比處理構件提供給一副載波信號 S_k 之相位正交頻道(I-Rx、Q-Rx)。
10. 如前述申請專利範圍中任一項之接收器，其中該補償構件(17、18)包括儲存構件，用於儲存該頻率偏移係數($\lambda_{I,k}$)的預先計算值，對於I及k的不同值，該頻率偏移係數與該參考頻率相對於該載波頻率之該偏移(Δf_C)的不同值呈一函數關係，該等儲存構件還可用於選擇該等預先計算值之一，其與該偏移(Δf_C)的一估計值及I和k的該偏移(Δf_C)呈函數關係。
11. 一種包括如前述申請專利範圍中任一項之一接收器和用於產生一正交分頻多工無線電信號之一發射器的通訊裝置，其中該補償構件(17、18)包括校正構件，用於將該發射器所產生之一正交分頻多工無線電信號傳遞至該接收器，並回應該接收器從結合該等重製副載波信號(R_I)與該等重製副載波信號(R_k)時的失配係數($A(k)$)中所重製的信號。

拾壹、圖式：97107653

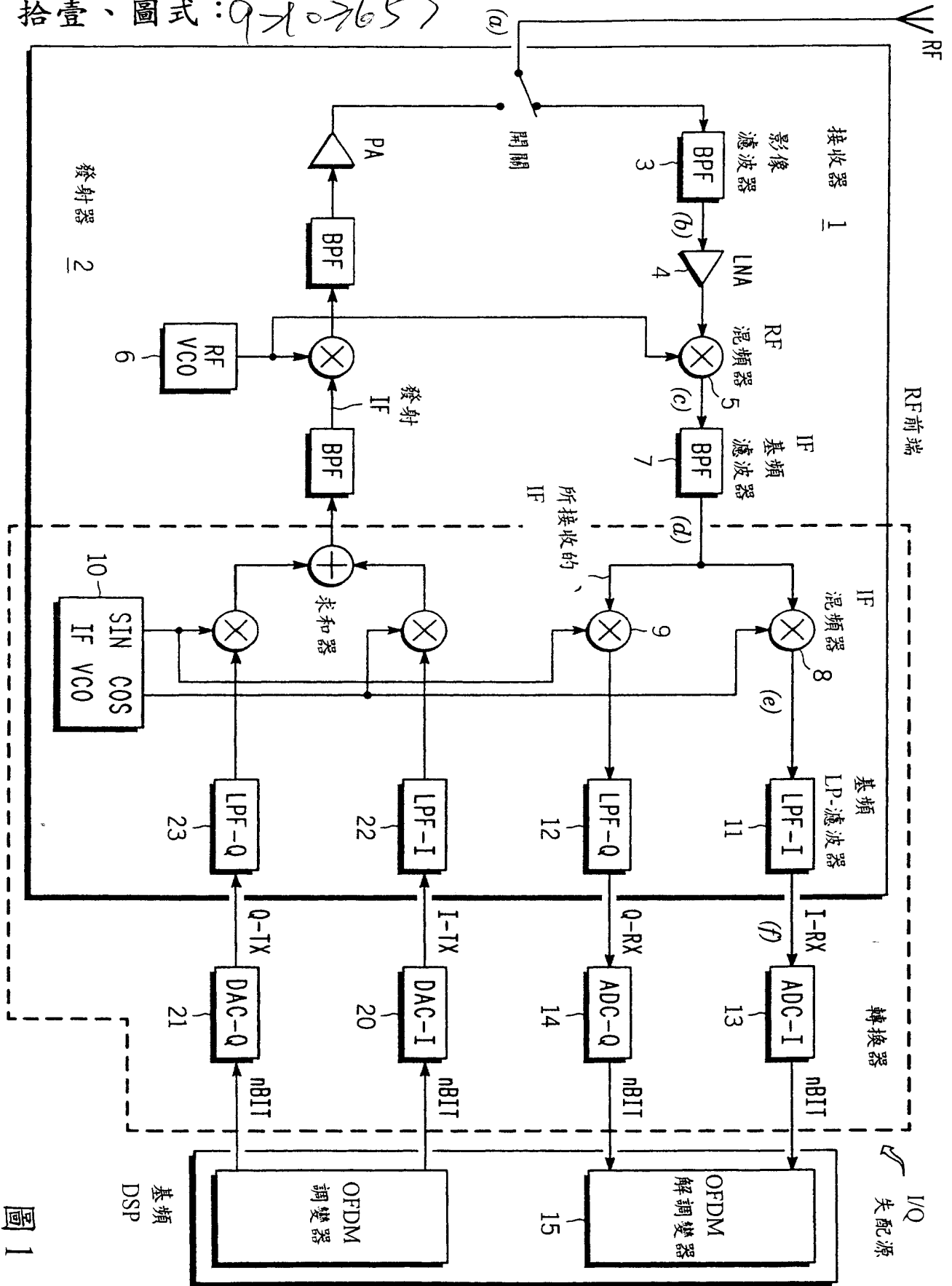


圖 1

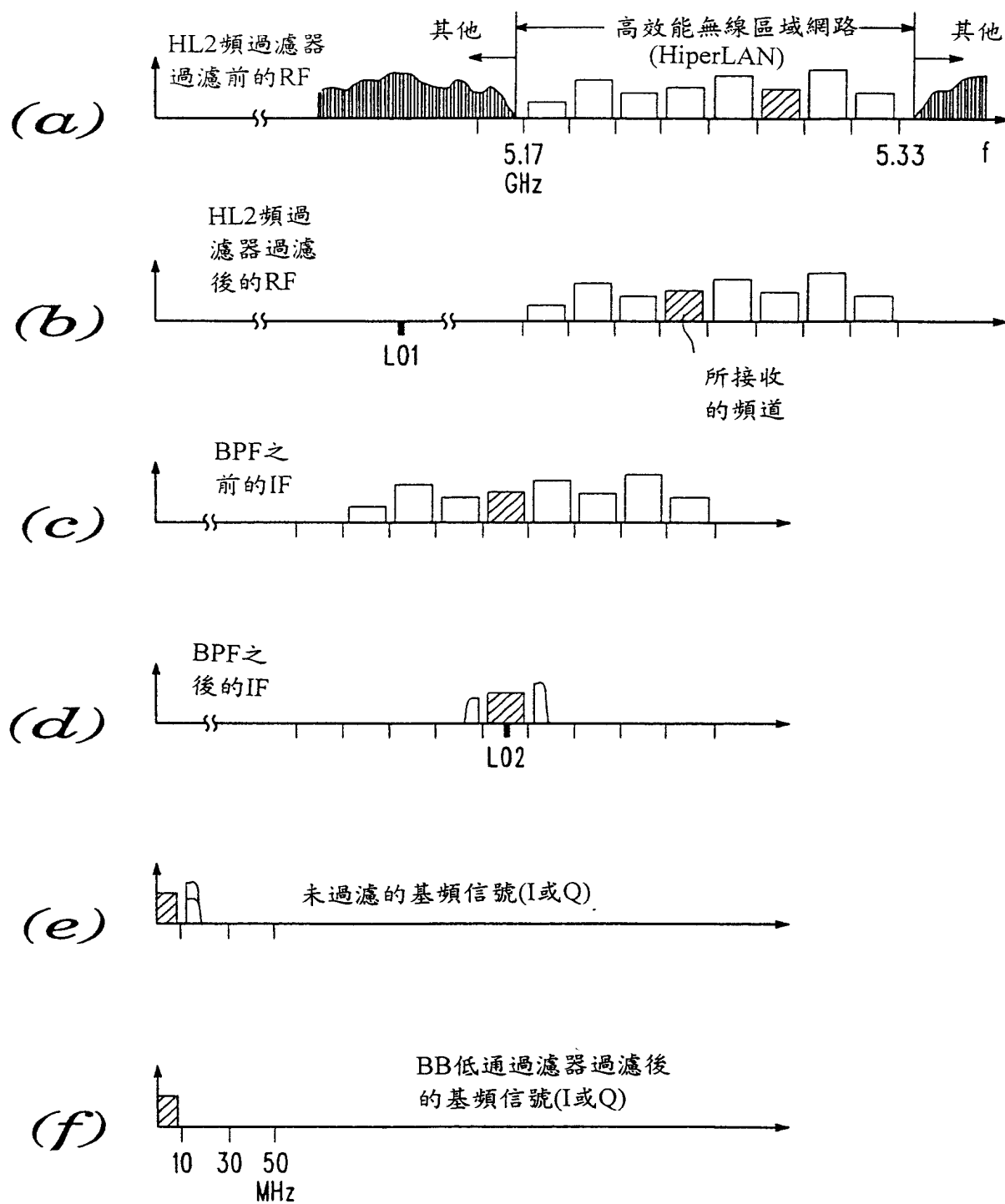


圖 2

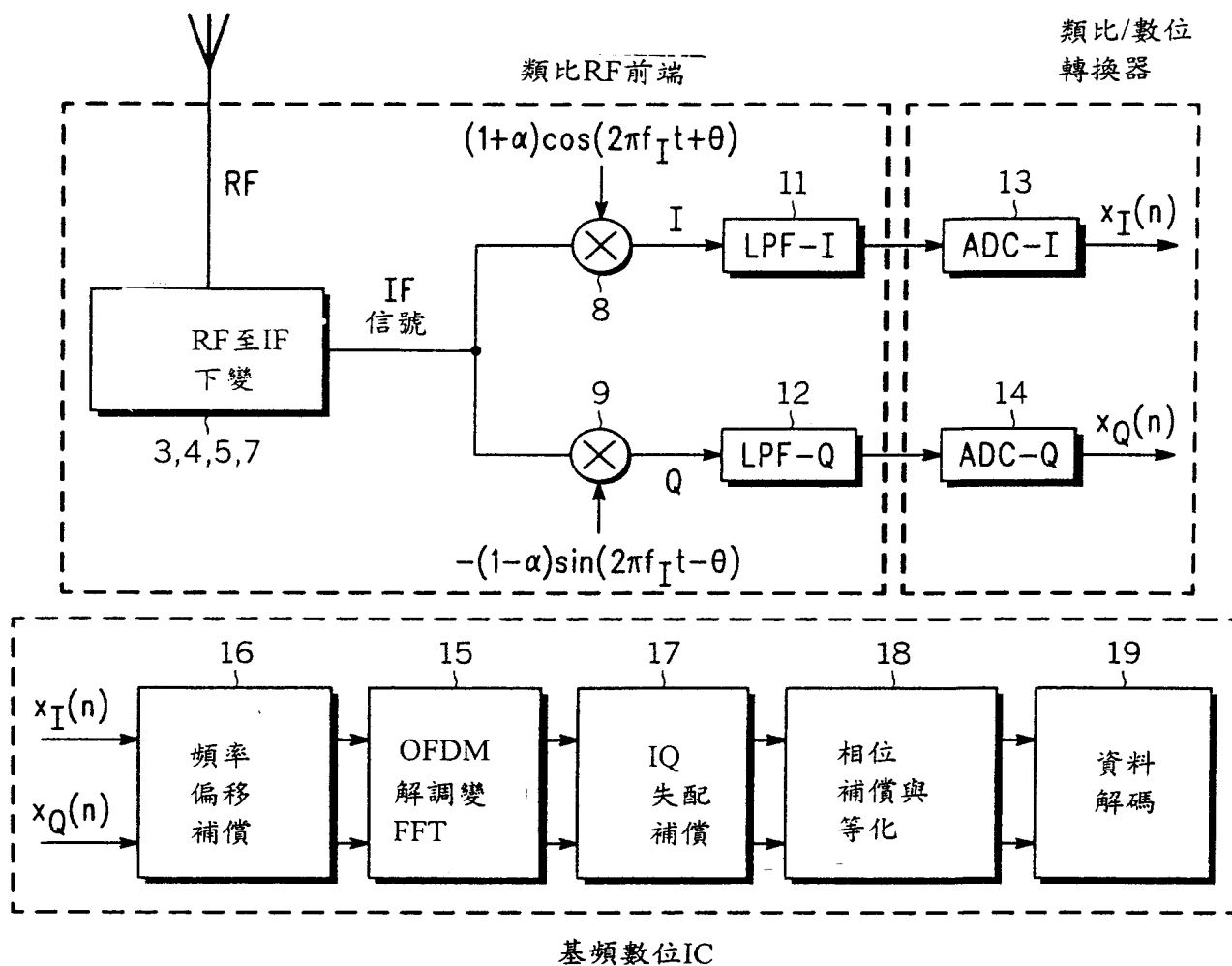
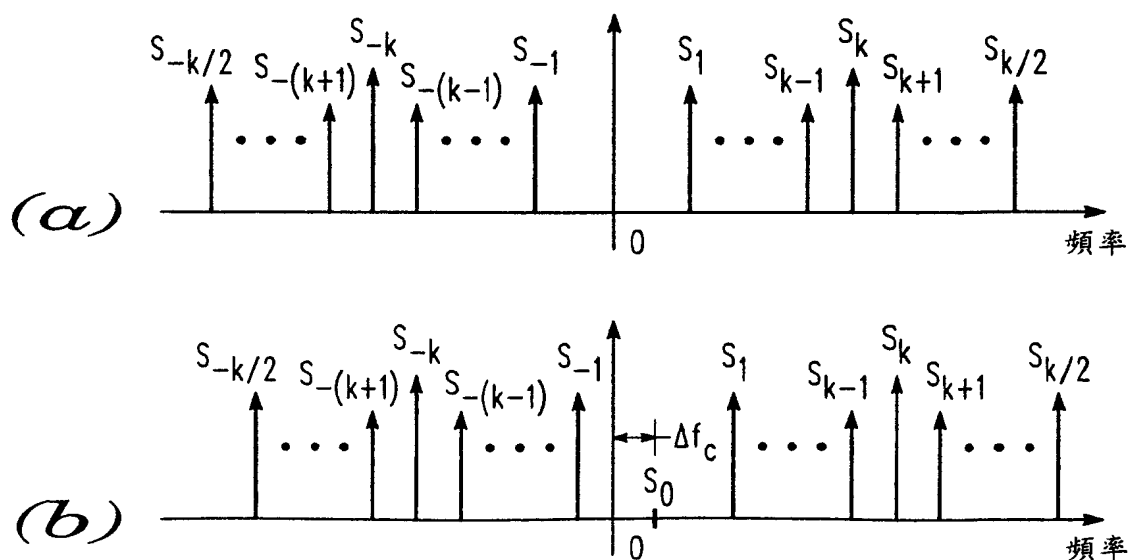


圖 3

圖 4



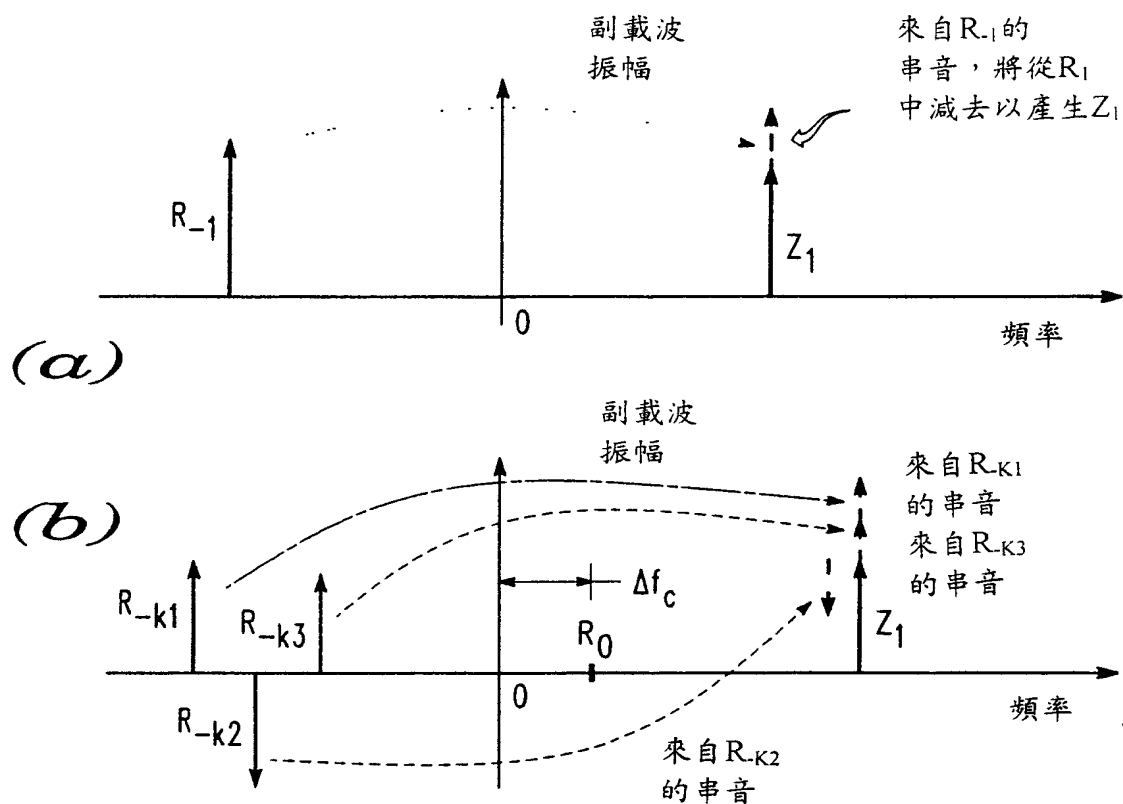
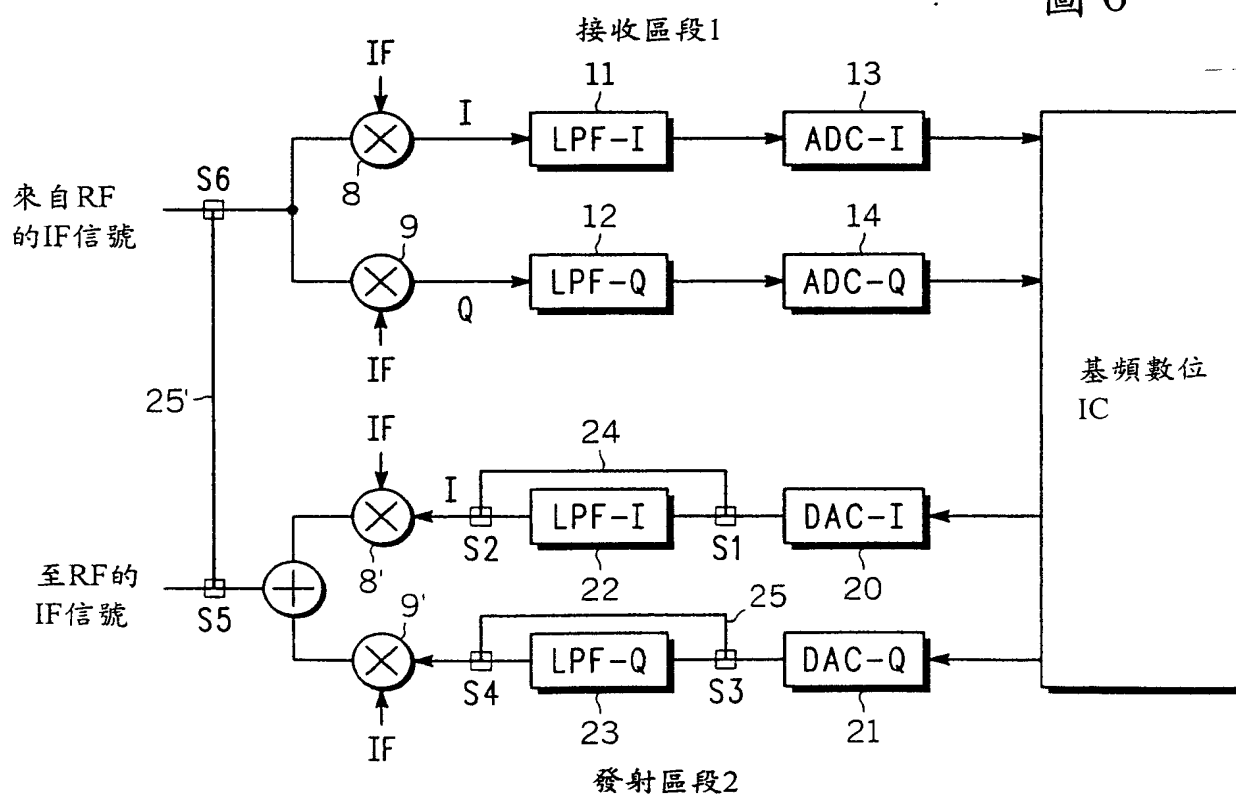


圖 5

圖 6



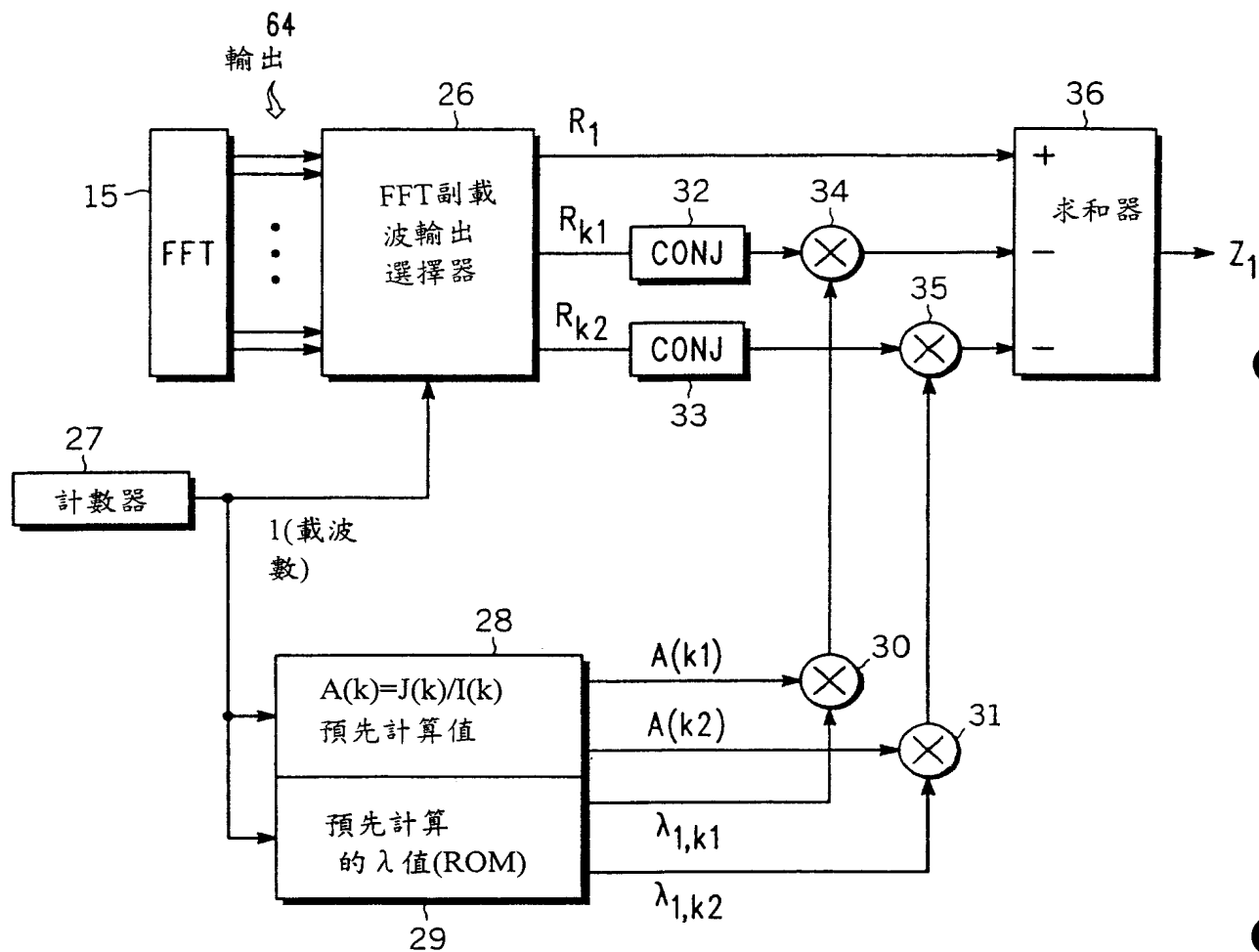


圖 7

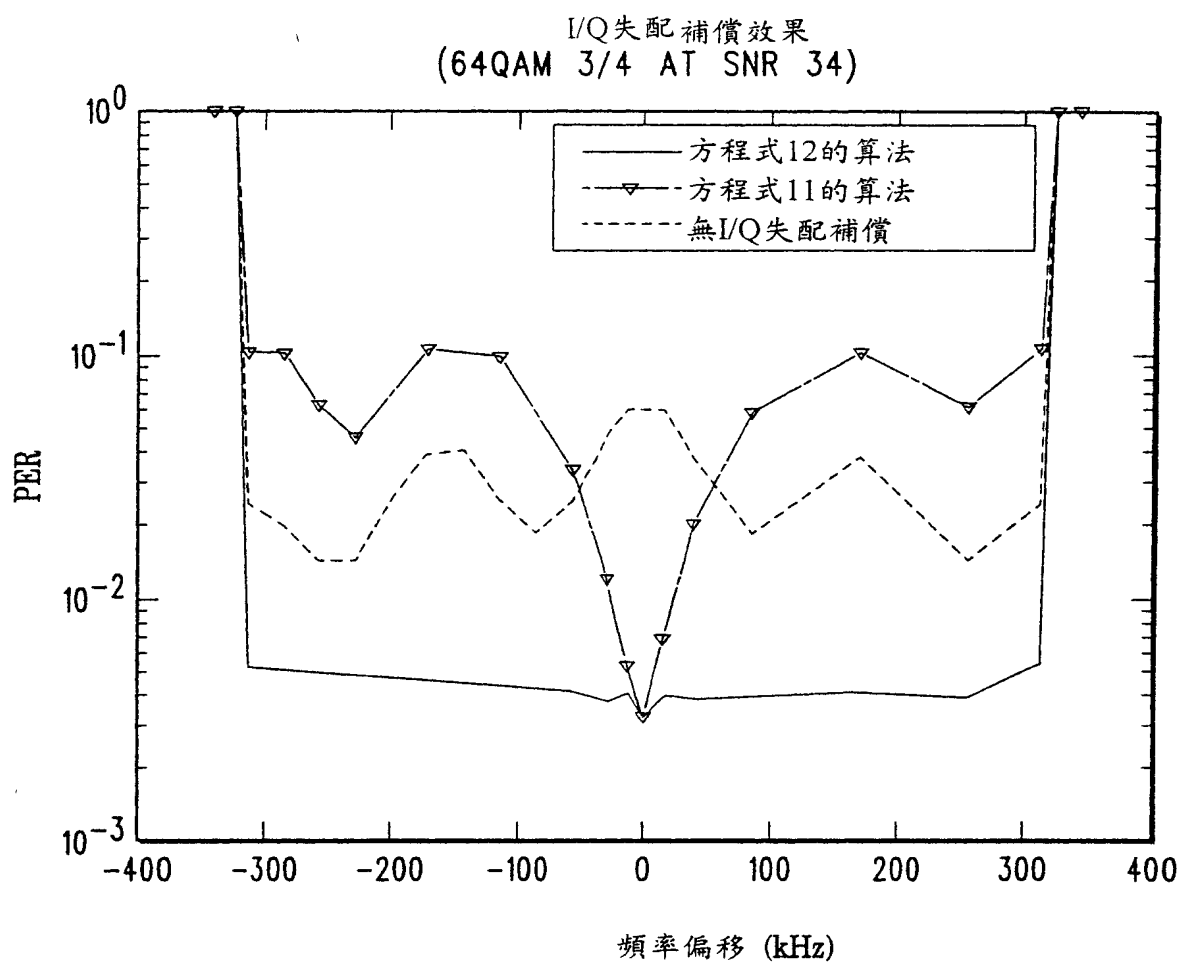


圖 8